

## FR2783374

Publication Title:

Random signal generation method, generating and filtering white noise, with subsequent application of non-linear function and impulse response filtering.

Abstract:

Abstract of FR2783374

The random signal generation method involves filtering a noise signal to obtain a signal  $x(t)$  with a preset spectral envelope  $H(f)$ . A non-linear function is applied to  $x(t)$  to give a signal  $y(t)$  approximating a preset frequency histogram  $f(y)$ . An impulse response  $w(t)$  is applied to  $y(t)$  to correct its spectral envelope and obtain an output signal  $s(t)$  with the preset spectral envelope  $H(f)$ . Independent claims are included for a generator device to execute the method, and for a digital to analog conversion system using the random signal. Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

-----  
Courtesy of <http://v3.espacenet.com>

⑫

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 11.09.98.

③⑦ Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public de la  
demande : 17.03.00 Bulletin 00/11.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule*

⑥⑦ Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : THOMSON CSF Société anonyme —  
FR.

⑦② Inventeur(s) : GABET PASCAL et DE GOUY JEAN  
LUC.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire(s) : THOMSON CSF.

⑤④ PROCÉDE ET DISPOSITIF DE GENERATION D'UN SIGNAL ALEATOIRE ET SYSTEMES DE CONVERSION  
NUMERIQUE-ANALOGIQUE UTILISANT UN TEL SIGNAL ALEATOIRE.

⑤⑦ L'invention concerne un procédé et un dispositif de  
génération d'un signal aléatoire. Elle concerne aussi un sys-  
tème de conversion numérique-analogique utilisant un tel  
signal aléatoire.

Le procédé comporte au moins:

- une première étape de génération d'un bruit;
- une deuxième étape de filtrage du bruit pour obtenir un  
signal  $x(t)$  possédant une enveloppe spectrale  $H(f)$  prédé-  
terminée;
- une troisième étape où une fonction non-linéaire  $g$  est  
appliquée au signal  $x(t)$  de façon à donner un signal  $y(t)$   
s'approchant d'un histogramme des amplitudes  $f(y)$  prédé-  
terminé, la fonction  $g$  étant définie par la relation suivante:

$$y = g(x) = \alpha \int_0^x \frac{P(u)}{f(u)} du$$

où la fonction  $P$  est l'histogramme du signal  $x(t)$  auquel  
s'applique la troisième étape;

- une quatrième étape où un filtrage de réponse impul-  
sionnelle  $w(t)$  est appliqué au signal  $y(t)$  pour corriger son

enveloppe spectrale et obtenir un signal de sortie  $s(t)$  pré-  
sentant l'enveloppe spectrale  $H(f)$  prédéterminée, la répon-  
se impulsionnelle  $w(t)$  étant la transformée de Fourier  
inverse d'une fonction  $W$  de la fréquence qui est la division  
de la fonction  $H(f)$  par le module  $Y_2(f)$  de la transformée de  
Fourier du signal  $y(t)$ .

Application: notamment pour la synthèse numérique di-  
recte de fréquence, par exemple dans le domaine des tech-  
niques radar ou dans celui de l'instrumentation.



La présente invention concerne un procédé et un dispositif de génération d'un signal aléatoire. L'invention s'applique notamment au domaine de la conversion numérique-analogique et au domaine de la conversion analogique-numérique. A cet effet, l'invention concerne aussi un système de conversion numérique-analogique utilisant un tel signal aléatoire. Elle s'applique notamment pour la synthèse numérique directe de fréquence, par exemple dans le domaine des techniques radar ou dans celui de l'instrumentation.

10

Les dispositifs de conversion, qu'ils soient numérique-analogique ou analogique-numérique sont très largement utilisés dans de nombreux systèmes et leurs performances constituent généralement un point critique de ces derniers, comme l'illustre par exemple la synthèse numérique directe.

15

La synthèse numérique directe est une technique de synthèse de fréquence qui consiste à élaborer en valeurs numériques les échantillons d'un signal que l'on veut générer et à convertir ces échantillons en signaux analogiques grâce à un convertisseur numérique-analogique. Les synthétiseurs de signaux obtenus par cette technique sont très attractifs en ce qui concerne leur volume, leurs poids et leur consommation d'énergie car ils peuvent bénéficier d'une intégration importante. Leurs autres avantages sont notamment une très grande résolution et des temps de commutation très faibles d'une fréquence à l'autre. Cependant, le passage d'un signal utile dans le convertisseur numérique-analogique s'accompagne de la création de signaux parasites qui sont dus aux non-linéarités de ces convertisseurs. Ces non-linéarités désignent le fait que les marches d'escalier de la fonction de transfert du convertisseur numérique-analogique ne sont pas d'égales hauteurs et que la transition entre marches produit des phénomènes irréguliers.

30

Le même problème se retrouve dans des applications à base de convertisseurs analogique-numérique où le passage des signaux dans ces convertisseurs s'accompagne ici aussi de la création de signaux parasites dus aux non-linéarités.

Il est connu que l'ajout au signal utile d'un signal aléatoire avant le passage dans le convertisseur permet de réduire le niveau des signaux

35

parasites en réduisant l'effet des non-linéarités du convertisseur évoquées précédemment. Ce signal aléatoire est appelé communément par le terme anglo-saxon « dither ». Le signal utile est généralement à bande limitée et la fréquence d'horloge du système, par exemple un synthétiseur numérique, est généralement supérieure à cette bande. Cela laisse un espace spectral vide pour placer le signal aléatoire.

Pour être pleinement efficace, ce signal aléatoire doit posséder certaines caractéristiques. Tout d'abord, son spectre doit être maîtrisé pour que celui-ci n'empiète pas dans la bande des signaux utiles. En second lieu, il apparaît que la qualité de la linéarisation des convertisseurs dépend de l'histogramme des amplitudes temporelles du signal aléatoire. Par exemple, une loi gaussienne produit une moins bonne linéarisation qu'une loi rectangulaire. Il y a donc un réel avantage à pouvoir maîtriser, pour le signal aléatoire, à la fois le spectre et l'histogramme.

Des méthodes sont connues pour obtenir un signal aléatoire avec une enveloppe spectrale donnée. Des méthodes sont aussi connues pour obtenir un signal aléatoire avec une loi de distribution des amplitudes donnée. Ces méthodes sont notamment décrites dans les ouvrages traitant du calcul des probabilités comme par exemple l'ouvrage intitulé : « Simulation déterministe du hasard » de J.Maurin aux éditions Masson. Aucune méthode n'est en revanche connue permettant de construire un signal aléatoire quand on impose simultanément l'enveloppe spectrale et la loi de distribution des amplitudes.

Le but de l'invention est notamment de permettre la construction d'un signal aléatoire lorsque les deux paramètres précédents lui sont imposés, c'est-à-dire :

- l'enveloppe spectrale du signal, qui est en fait le module de la transformée de Fourier de sa fonction d'autocorrélation ;
- la loi de distribution des amplitudes temporelles, qui sera nommée histogramme des amplitudes par la suite.

A cet effet, l'invention a pour objet un procédé de génération d'un signal aléatoire, caractérisé en ce qu'il comporte au moins :

- une première étape de génération d'un bruit ;
- une deuxième étape de filtrage du bruit pour obtenir un signal  $x(t)$  possédant une enveloppe spectrale  $H(f)$  prédéterminée ;

- une troisième étape où une fonction non-linéaire  $g$  est appliquée au signal  $x(t)$  de façon à donner un signal  $y(t)$  s'approchant d'un histogramme des amplitudes  $f(y)$  prédéterminé, la fonction  $g$  étant définie par la relation suivante :

$$5 \quad y = g(x) = \alpha \int_0^x \frac{P(u)}{f(u)} du$$

où la fonction  $P$  est l'histogramme du signal  $x(t)$  auquel s'applique la troisième étape et  $\alpha$  est un coefficient de réglage de l'amplitude fonction de l'amplitude souhaitée pour le signal  $y(t)$  ;

- une quatrième étape où un filtrage de réponse impulsionnelle  
10  $w(t)$  est appliqué au signal  $y(t)$  pour corriger son enveloppe spectrale et obtenir un signal de sortie  $s(t)$  présentant l'enveloppe spectrale  $H(f)$  prédéterminée, la réponse impulsionnelle  $w(t)$  étant la transformée de Fourier inverse d'une fonction  $W$  de la fréquence qui est, à une constante près  $\beta$ , la division de la fonction  $H(f)$  par le module  $Y_2(f)$  de la transformée de  
15 Fourier du signal  $y(t)$ .

L'invention a également pour objet un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé précité et un système de conversion numérique-analogique utilisant un signal aléatoire généré selon ce procédé.

L'invention a pour principaux avantages qu'elle permet d'améliorer  
20 la linéarité des convertisseurs analogique-numérique ou numérique-analogique, qu'elle peut s'appliquer à de nombreux systèmes, qu'elle est économique et qu'elle est simple à mettre en oeuvre.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront à l'aide de la description qui suit, faite en regard de dessins annexés qui  
25 représentent :

- la figure 1, une illustration des étapes possibles du procédé selon l'invention ;

- la figure 2a, une illustration d'une troisième étape possible du procédé selon l'invention ;

30 - la figure 2b, un histogramme en sortie de la deuxième étape du procédé selon l'invention ;

- la figure 2d, un histogramme en sortie de la quatrième étape du procédé selon l'invention, après application d'une fonction non-linéaire et filtrage ;

- la figure 2f, un histogramme en sortie de la quatrième étape précédente après avoir réinjecté le signal de sortie de cette étape à l'entrée de la troisième étape ;
- les figures 2c et 2e, des illustrations de la fonction non-linéaire précitée en fonction des histogrammes précités ;
- la figure 3, une illustration d'une quatrième étape possible du procédé selon l'invention ;
- la figure 4, une succession d'étapes possible du procédé selon l'invention, répétant les troisième et quatrième étapes précédentes ;
- la figure 5, un mode de réalisation possible d'un système de conversion numérique-analogique utilisant un signal aléatoire généré selon l'invention ;
- la figure 6a, un exemple d'histogramme des amplitudes d'un signal aléatoire généré ;
- la figure 6b, un exemple de signal utile d'amplitude voisine du signal aléatoire précité ;
- la figure 7, un mode de réalisation possible d'un système de conversion numérique-analogique utilisant un signal aléatoire généré selon l'invention supprimant en outre les erreurs de troncature dans la bande des signaux utiles ;
- la figure 8, une variante de réalisation du système selon la figure 7 ;
- la figure 9, un exemple de système de conversion analogique-numérique utilisant un signal aléatoire généré selon l'invention.
- la figure 10, un exemple de réalisation de dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention.

La figure 1 illustre les étapes possibles d'un procédé selon l'invention. Ce dernier est notamment composé d'une suite d'étapes ou d'opérations de traitement du signal dont la répétition éventuelle d'une partie d'entre elles permet de faire converger les paramètres du signal aléatoire vers des lois désirées. Ces paramètres sont les paramètres précités, c'est-à-dire le spectre et l'histogramme des amplitudes.

Le procédé selon l'invention comporte une première étape 1 dans laquelle un bruit  $b(t)$  est élaboré. Ce bruit est par exemple blanc, c'est-à-dire

qu'il est à spectre blanc et à histogramme des amplitudes équiprobable. Ce bruit  $b(t)$  peut par exemple être réalisé par un générateur pseudo-aléatoire tel que décrit dans l'article intitulé « Génération of pseudo-random sequences for spread spectrum systems » par R.Moser et J.Stover paru  
5 dans Microwave Journal Mai 1995. Le bruit élaboré dans la première étape n'est pas nécessairement blanc, il peut s'agir par exemple d'un bruit coloré. L'intérêt du bruit blanc réside cependant dans le fait qu'il est simple à générer.

Dans une deuxième étape 2 du procédé selon l'invention, le  
10 bruit  $b(t)$  est filtré de façon à obtenir un signal  $x(t)$  possédant l'enveloppe spectrale donnée, cette enveloppe spectrale étant définie par la fonction  $H(f)$  où  $f$  est la fréquence. Cela peut être obtenu par exemple en faisant passer le bruit  $b(t)$  dans un filtre qui a pour réponse impulsionnelle la fonction  $h(t)$  égale à la transformée de Fourier inverse de la fonction  $H(f)$  précédemment  
15 définie. En sortie de cette deuxième étape 2, le signal  $x(t)$  obtenu possède donc bien la bonne enveloppe spectrale mais son histogramme des amplitudes est proche d'une loi gaussienne. Hors, cette loi n'est notamment pas désirée car elle ne permet pas au signal aléatoire généré de supprimer efficacement l'effet des non-linéarités des convertisseurs, comme cela été  
20 évoqué précédemment. Une loi rectangulaire ou presque rectangulaire est à cet effet plus efficace.

Si le bruit  $b(t)$  n'est pas blanc par exemple, la réponse du filtre de l'étape 2 doit être modifiée en conséquence. Le rôle du filtre reste notamment le même, c'est-à-dire d'obtenir en sortie de l'étape 2 une  
25 enveloppe spectrale égale à  $H(f)$ .

Dans une troisième étape 3 du procédé selon l'invention, le signal  $x(t)$ , créé dans l'étape précédente, passe dans un élément non-linéaire décrit par sa fonction de transfert non-linéaire  $y = g(x)$ . En sortie de cette troisième étape 3, un signal  $y(t) = g[x(t)]$  est donc obtenu. La fonction  
30 non-linéaire  $g$  n'est pas quelconque, elle est définie de façon à ce que le signal  $y(t)$  s'approche de l'histogramme des amplitudes souhaité, cet histogramme étant défini par une fonction de  $y$ , notée  $f(y)$ . Cet histogramme sera par la suite considéré, à titre d'exemple, comme étant rectangulaire ou presque.

La figure 2a illustre l'expression de la fonction g de la troisième étape. Cette fonction g est définie d'une part à partir de l'histogramme 21 de x(t), dont la fonction est notée P(x) et d'autre part de l'histogramme à obtenir 22 pour y(t), soit f(y). La fonction g est alors définie selon la relation

5 suivante :

$$y = g(x) = \alpha \int_0^x \frac{P(u)}{f(u)} du \quad (1)$$

$\alpha$  étant un coefficient de réglage de l'amplitude fonction de l'amplitude souhaitée pour le signal y(t).

10 Cette relation (1) montre que la fonction g qui est appliquée à x(t) dépend en fait de cette variable x(t) puisqu'elle dépend de son histogramme P.

L'histogramme P(x) s'obtient par exemple de la façon suivante :

- des intervalles d'égales largeurs sont définis sur l'échelle des amplitudes de x(t) ;
- à chaque intervalle est associé une case de l'histogramme ;
- l'effectif d'une case est augmenté d'une unité à chaque fois que l'amplitude de x(t) est comprise dans l'intervalle correspondant à cette case.

20 La figure 2b illustre une allure possible de l'histogramme P(x) de la fonction x(t), en sortie de la deuxième étape. Cet histogramme est représenté par des traits verticaux 29 associés chacun à une case 28 de l'histogramme. L'amplitude d'un trait correspond à l'effectif d'une case. L'axe des ordonnées représente les valeurs de l'histogramme P(x) en fonction des amplitudes A de la fonction x(t) représentées sur l'axe des abscisses.

25 L'histogramme P(x) possède une forme sensiblement gaussienne par exemple, centrée sur une valeur  $x_0$  de la fonction x(t).

La figure 2c représente par une courbe 27 une allure possible de la fonction non-linéaire g, l'axe des ordonnées représentant les valeurs g(x) de la fonction et l'axe des abscisses représentant les valeurs des amplitudes de x(t). La fonction g est sensiblement linéaire au voisinage de la valeur centrale  $x_0$  précitée. A un coefficient éventuel près, ces valeurs sont donc peu affectées par la fonction g. En revanche, les valeurs plus éloignées subissent une plus importante transformation, cela permet notamment de

rapprocher l'histogramme  $P(x)$  d'une forme carrée. La figure 2d illustre ainsi le rôle de la fonction non-linéaire  $g$ . Cette figure illustre en effet l'allure de l'histogramme du signal après la quatrième étape 4, en montrant bien que cet histogramme se rapproche d'une forme carrée. On reviendra par la suite sur cette figure 2d à propos du signal en sortie de l'étape suivante ainsi que d'un éventuel rebouclage sur les troisième 3 et quatrième étapes 4.

L'application de la fonction  $g$  est par exemple suivie et/ou précédée d'une fonction de lissage 23. Cette fonction de lissage peut permettre notamment de supprimer de petites ondulations non significatives, par exemple de petites ondulations 30 comme en possède l'histogramme  $P(x)$  illustré par la figure 2b. Un lissage est par exemple effectué par une transformée de Fourier, puis par une pondération adaptée et enfin par une transformée de Fourier inverse. Il est à noter que l'intégrale contenue dans la fonction  $g$  telle que définie par la relation (1) réalise un lissage, ou presque. Si ce dernier est suffisant, un lissage supplémentaire peut alors ne pas être nécessaire.

En sortie de la troisième étape 3, le signal  $y(t)$  possède bien l'histogramme  $f(y)$  souhaité, mais ne possède plus l'enveloppe spectrale  $H(f)$  souhaitée, car le passage dans la fonction non-linéaire a eu pour conséquence d'enrichir le spectre. En effet, le spectre de  $y(t)$  occupe alors une bande de fréquences plus grande que celle définie par la fonction  $H(f)$  et avec également des déformations par rapport à cette fonction  $H(f)$ .

Une quatrième étape 4 du procédé selon l'invention permet de corriger l'enveloppe spectrale de  $y(t)$ . Pour cela, ce signal  $y(t)$  passe dans un filtre de réponse impulsionnelle  $w(t)$ .

La figure 3 illustre une façon d'obtenir ce filtre  $w(t)$  à partir de  $y(t)$  et de  $H(f)$  qui est l'enveloppe spectrale à obtenir 34. La transformée de Fourier de  $y(t)$  est calculée par des moyens de calcul 31 qui donnent en sortie une fonction de la fréquence  $f$ ,  $Y(2\pi jf)$ . Des moyens 32 permettent de calculer le module de cette transformée de Fourier et d'obtenir ainsi le module  $|Y(2\pi jf)|$  noté  $Y_2(f)$ . Ces mêmes moyens permettent par exemple de calculer un lissage à appliquer à cette fonction  $|Y(2\pi jf)|$ . Comme lors de la troisième étape 3, le lissage peut permettre de supprimer de petites ondulations non significatives. Des moyens de calcul 33 réalisent par la suite la division de  $H(f)$  par  $Y_2(f)$ , soit  $H(f) / Y_2(f)$ . Le résultat de cette division est

par exemple multiplié par un coefficient  $\beta$  qui permet d'obtenir les bonnes valeurs temporelles souhaitées. Ce coefficient  $\beta$  permet notamment de définir l'amplitude du signal de sortie  $s(t)$  évoqué par la suite. Cette multiplication peut à cet effet être par exemple réalisé dans le domaine

5 temporel, après application d'une transformée de Fourier inverse. Le résultat de la division  $H(f) / Y_2(f)$ . est une fonction  $W(f)$  dont la transformée de Fourier inverse est déterminée par des moyens de calcul 35, le résultat de cette transformée de Fourier inverse étant la fonction  $w(t)$ , qui est la réponse impulsionnelle recherchée. Cette réponse impulsionnelle, qui est combinée

10 au signal d'entrée du filtre  $y(t)$  par un produit de convolution dépend de ce signal d'entrée  $y(t)$ . Il est à noter que la multiplication par le coefficient  $\beta$  peut par exemple être réalisée après la division par les moyens de calcul 33.

Dans la quatrième étape 4 du procédé selon l'invention, le signal  $y(t)$  issu de la troisième étape passe donc dans un filtre de réponse

15 impulsionnelle  $w(t)$  dont le résultat  $s(t)$  possède l'enveloppe spectrale souhaitée et dont l'histogramme des amplitudes tend vers la fonction souhaitée  $f$ . Il est alors possible de répéter l'étape 3 de façon à obtenir une meilleure approximation de l'histogramme, en fait pour affiner la convergence vers l'histogramme  $f$ . La figure 4 illustre un exemple où la

20 troisième étape est effectuée trois fois et la quatrième étape est répétée deux fois. Ainsi, en sortie de la quatrième étape 4 qui présente un filtre de réponse impulsionnelle  $w(t)$ , le signal  $s(t)$  subit de nouveau la troisième étape 3a, avec une fonction de transfert non-linéaire  $g_2$  différente de la précédente  $g$ . Cette fonction non-linéaire  $g_2$  est illustrée par la courbe 27' de la

25 figure 2e. Cette fonction est définie à partir de l'histogramme  $P(x)$  illustré par la figure 2d, qui est l'histogramme du signal de sortie  $s(t)$  de la quatrième étape, mais aussi celui du signal d'entrée de la troisième étape 3a répétée. Etant donné que cet histogramme est plus rapproché d'un carré que le précédent, illustré par la figure 2b, la fonction  $g_2$  se rapproche plus d'une

30 fonction linéaire, en comparaison de la fonction non-linéaire précédente, illustrée par la figure 2c. L'histogramme du signal en sortie de la quatrième étape 4a répétée est illustré par la figure 2f. Cette figure montre un histogramme  $P(x)$  qui se rapproche très nettement d'un carré ou d'un rectangle. Ce signal peut alors être considéré comme acceptable pour une

35 application donnée.

Eventuellement, en cas de nécessité, le signal est ensuite de nouveau traité par la troisième étape 3b. La fonction non-linéaire  $g$  et le filtrage  $w(t)$  sont différents d'une répétition à l'autre car la fonction non-linéaire est de moins en moins non-linéaire et la correction de l'enveloppe spectrale est de plus en plus faible, du fait que l'enveloppe spectrale et l'histogramme des amplitudes convergent vers les lois souhaitées au fur et à mesure des répétitions. Le nombre de répétitions des troisième et quatrième étapes dépend notamment de la précision avec laquelle on souhaite approcher l'histogramme et l'enveloppe spectrale. Une allure d'histogramme telle qu'illustrée par la figure 2f peut ainsi être tout à fait acceptable.

La répétition peut par exemple se faire en rebouclant le signal  $s(t)$  de sortie de la quatrième étape en entrée de la troisième étape, comme l'illustre la boucle 5 de la figure 1. A chaque tour de boucle, une nouvelle fonction non-linéaire  $g$  ainsi qu'une nouvelle réponse impulsionnelle  $w(t)$  sont recalculées. Le nombre de répétitions de la boucle peut être défini selon différents critères, par exemple :

- le nombre de répétitions est compté, lorsque le nombre de répétitions atteint un nombre donné, le signal  $s(t)$  est considéré comme définitif et les répétitions sont arrêtées ;
- un critère de convergence peut aussi être utilisé, ce dernier peut être basé par exemple sur l'écart entre les lois obtenues et les lois souhaitées.

La figure 5 illustre l'application du procédé selon l'invention à un système de conversion numérique-analogique, contenu par exemple dans un synthétiseur numérique. Dans cette application, un signal utile  $x(t)$ , numérique, doit être converti en grandeur analogique avec la meilleure linéarité possible, c'est-à-dire en fait avec le moins de signaux parasites possibles. Ce signal utile  $x(t)$  est donc additionné à un signal aléatoire  $s(t)$  obtenu selon le procédé selon l'invention par des moyens de génération 54, tels que décrits par la suite par exemple. Les deux signaux  $x(t)$  et  $s(t)$  sont combinés par un additionneur 51. Ces deux signaux sont numériques. Dans un mode de réalisation préférentiel du système de conversion, le signal aléatoire  $s(t)$  a les caractéristiques suivantes :

- une amplitude voisine ou supérieure à celle du signal  $x(t)$  ;

- un histogramme proche de la loi équiprobable et ayant une forme presque rectangulaire, ou de préférence, les bords suivent des lois à dérivées continues ;
- une enveloppe spectrale à bande limitée, cette enveloppe étant par exemple rectangulaire.

5

Les figures 6a et 6b illustrent les deux premières de ces caractéristiques. La figure 6a présente une première courbe 61 qui représente en ordonnée la probabilité  $P$  que l'amplitude du bruit soit comprise dans un intervalle donné  $[A, A+dA]$ . A cet effet, l'axe des ordonnées représente la probabilité  $P$  et l'axe des abscisses l'amplitude du bruit. L'amplitude du bruit est comprise entre une valeur  $A_{\min}$  et une valeur  $A_{\max}$  définissant un intervalle  $[A_{\min}, A_{\max}]$ . Ces valeurs sont sensiblement égales ou voisines des amplitudes minimum et maximum d'un signal utile, représenté par ailleurs par une courbe 62 en figure 6b, évoluant entre les

10 valeurs  $A_{\min}$  et  $A_{\max}$ . La probabilité  $P$  du bruit est sensiblement constante sur l'intervalle compris entre ces valeurs  $A_{\min}$  et  $A_{\max}$ . La densité de probabilité du bruit est donc sensiblement égale à une loi de densité équiprobable. Il est à noter que sur la figure 6b le signal utile est représenté comme étant sinusoïdal, mais d'autres formes de signaux utiles sont bien sûr possibles.

20 Le résultat de l'addition  $x(t) + s(t)$  par l'additionneur 51 est supporté par un bus de  $N$  bits, le signal utile  $x(t)$  et le signal aléatoire  $s(t)$  étant codés sur  $(N-1)$  bits. Des moyens de troncature 52 font passer ce résultat de  $N$  bits à  $M$  bits,  $M$  étant inférieur à  $N$ . Le résultat codé sur  $M$  bits est converti en une grandeur analogique par un convertisseur numérique-analogique 53. En l'absence de signal aléatoire, le passage du signal utile

25 dans le convertisseur 53 crée des signaux parasites du fait notamment des non-linéarités du convertisseur. Les non-linéarités désignent le fait que les marches d'escalier de la fonction de transfert du convertisseur numérique-analogique ne sont pas d'égales hauteurs et que la transition entre marches produit des phénomènes irréguliers. Ces non-linéarités entraînent la

30 génération de signaux harmoniques qui sont par ailleurs repliés du fait de l'échantillonnage. Des signaux parasites sont ainsi créés, un signal parasite étant constitué de fréquences différentes de celles composant le signal utile. Les caractéristiques du signal aléatoire  $s(t)$  permettent notamment

35 d'empêcher l'énergie correspondant à la non-linéarité de s'organiser en raies

discrètes. Par conséquent, l'énergie de non-linéarité s'étale en un plancher de bruit.

L'opération de troncature génère également des signaux parasites repliés par échantillonnage. Les signaux parasites dus au non-linéarités étant pour leur part réduits en un plancher de bruit, il peut être nécessaire aussi de régler le problème de la troncature. La figure 7 présente, par un synoptique, un mode de réalisation d'un système de conversion numérique-analogique où un modulateur sigma-delta est utilisé pour éliminer l'erreur de troncature due au passage de N bits à M bits pour le signal utile  $x(t)$ . La troncature est par exemple ici réalisée en sortie de l'additionneur 51 qui réalise la somme du signal utile  $x(t)$  et du signal aléatoire  $s(t)$ , ces deux signaux étant codés chacun sur (N-1) bits. Il est bien sûr que s'il y a des non-linéarités, il n'est pas utile de chercher à supprimer les erreurs de troncature, car les signaux parasites de troncature restent noyés dans les autres signaux parasites, notamment ceux dus aux non-linéarités. Mais, dès lors où l'injection d'un signal aléatoire  $s(t)$ , tel que par exemple décrit précédemment, permet de supprimer les non-linéarités, il devient avantageux d'ajouter, dans un dispositif selon l'invention, un modulateur sigma-delta tel que cela est décrit par la suite, pour supprimer les signaux parasites de troncature.

Le système comporte toujours des moyens 54 de génération du signal aléatoire et un convertisseur numérique-analogique 53 en sortie. Les moyens de génération de signaux aléatoires 54 mettent en oeuvre le procédé selon l'invention, tel que décrit par la suite par exemple. Les défauts dus aux non-linéarités du convertisseur analogique-numérique 53 sont traités par ces moyens de génération 54. Le résultat de l'addition du signal utile  $x(t)$  et du signal aléatoire  $s(t)$  est codé sur N bits, et on choisit par exemple l'amplitude du signal  $x(t)+s(t)$  pour éviter les débordements lors d'une addition 73 dont il sera fait état par la suite. Le bus de N bits en sortie de l'additionneur 51 est divisé en deux parties. Un premier bus comportant les M bits de poids fort entre dans un module de retard 71. Un deuxième bus comportant les N-M bits de poids faible entre dans le modulateur sigma-delta 72. Le module de retard 51 compense le retard introduit par le modulateur sigma-delta pour le traitement des N-M bits de poids faible. La sortie du modulateur sigma-delta 72 est additionnée à la sortie du module à retard 71

par un deuxième additionneur 73. Le résultat de l'addition, codé sur M bits, est converti en signal analogique par le convertisseur numérique-analogique 53. Le signal est notamment codé sur M bits.

La figure 8 présente un autre mode de réalisation possible pour le système de conversion numérique-analogique. Dans ce mode de réalisation, deux modulateurs sigma-delta sont utilisés. Le premier 72 permet de résoudre le problème de la troncature pour le signal utile  $x(t)$ . Le deuxième résout le problème de troncature pour le système aléatoire  $s(t)$ . Cet arrangement présente un intérêt dans la mesure où le deuxième modulateur 82 peut dans de nombreux cas être soit supprimé, car l'effet de la troncature du signal aléatoire peut être négligé, soit intégré au processus de génération du signal aléatoire  $s(t)$ . Il en résulte un gain de matériel. La troncature du signal aléatoire peut dans de nombreux cas être négligée car le spectre associé à cette troncature est situé à un niveau très inférieur à celui du spectre lié à la troncature du signal utile. Ceci est dû au fait que le signal aléatoire et le signal utile ont des énergies voisines. Dans le cas du signal aléatoire, cette énergie se répartit sur un grand nombre de composantes spectrales qui ont donc chacune un niveau très inférieur à la composante spectrale liée au signal utile. Si ces deux signaux ont la même énergie, l'amplitude des raies du signal aléatoire est donc plus faible que celle du signal utile. La troncature du signal aléatoire peut alors être négligée.

Dans ce mode de réalisation de la figure 8, les deux modulateurs sigma-delta 72, 82 sont donc utilisés de façon à éliminer indépendamment les erreurs de troncature sur le signal utile  $x(t)$  et les erreurs de troncature sur le signal aléatoire  $s(t)$  avant que l'addition de ces deux signaux soit effectuée, le signal utile et le signal de bruit étant tronqués avant cette addition. Le signal utile étant codé sur N bits, son bus est divisé en deux parties. Un premier bus comportant les M bits de poids forts entre dans un premier module de retard 71. Un deuxième bus comportant les N-M bits de poids faibles entre dans le premier modulateur sigma-delta 72. Le module de retard 71 compense le retard introduit par le modulateur sigma-delta pour le traitement des N-M bits de poids faibles. La sortie du modulateur sigma-delta 72 est additionnée à la sortie du module à retard 71 par un premier additionneur 73. De même, le signal fourni par les moyens de génération de

signal aléatoire 54 étant codé sur N bits, le bus de sortie de ces moyens est divisé en deux parties. Un premier bus comportant les M bits de poids forts du signal de bruit entre dans un deuxième module de retard 81. Un deuxième bus comportant les N-M bits de poids faibles du signal utile entre  
5 dans le deuxième modulateur sigma-delta 82. Le module de retard 81 compense le retard introduit par le modulateur sigma-delta pour le traitement des N-M bits de poids faibles. La sortie du deuxième modulateur sigma-delta 82 est additionnée à la sortie du deuxième module de retard 81 par un deuxième additionneur 83. Le résultat des additions, en sortie des premier et  
10 deuxième additionneurs 73, 83, codé sur M bits, est additionné par un troisième additionneur 84. Le résultat de l'addition, fourni par ce dernier et codé par exemple sur M+1 bits, est converti en un signal analogique par le convertisseur numérique-analogique 53. Dans cet arrangement, il est nécessaire de choisir l'amplitude du signal utile et du signal de bruit de façon  
15 à ce que les additions 73, 83 ne génèrent pas de débordements. Comme cela a été indiqué précédemment, un intérêt d'un mode de réalisation selon la figure 8 réside notamment dans le fait qu'il permet un gain en terme de matériel dans le cas où le signal aléatoire est généré par calcul et enregistré par exemple dans une mémoire à lecture seule. Cela permet notamment  
20 d'économiser le matériel nécessaire pour les deuxième modulateur sigma-delta 82, retard 81 et additionneur 83, car l'action de cet ensemble est intégré dans les moyens de calcul.

En sortie du convertisseur numérique-analogique, dans les modes de réalisation d'un système de conversion selon les figures 5, 7 ou 8, le  
25 signal analogique est filtré, par un filtre non représenté, afin d'éliminer du signal converti la part due au signal aléatoire. Ce filtrage du signal aléatoire est d'autant plus aisé que ce signal est parfaitement localisé et n'empiète pas sur la bande des signaux utiles.

La figure 9 présente un exemple d'application du procédé selon  
30 l'invention pour un système de conversion analogique-numérique. Dans ce cas, le signal utile  $x(t)$  et le signal aléatoire  $s(t)$  sont des signaux analogiques. Ces deux signaux sont additionnés par un additionneur analogique 91. Le signal somme  $x(t) + s(t)$  est présent à l'entrée d'un convertisseur analogique-numérique 92 dont la sortie est par exemple codée

sur  $N$  bits. Le signal aléatoire possède par exemple les mêmes caractéristiques que celui décrit relativement à la figure 6.

Plusieurs solutions peuvent être envisagées en ce qui concerne un dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention. Un

5   calculateur peut permettre par simulation de calculer la suite de transformations à appliquer à un bruit  $b(t)$ , par exemple blanc, pour obtenir le signal aléatoire souhaité  $s(t)$ . Ce calculateur exécute en fait les différentes étapes 1, 2, 3, 4 du procédé selon l'invention, en répétant éventuellement une ou plusieurs fois les troisième et quatrième étapes 3, 4, pour obtenir une

10 suite d'échantillons, selon une enveloppe spectrale  $H(f)$  et un histogramme  $f$  prédéterminés. Cette suite d'échantillons est par exemple implantée dans une mémoire qui peut être lue cycliquement ou non par exemple par un microprocesseur. Les adresses des échantillons dans la mémoire sont utilisées ensuite pour lire la valeur de ces échantillons et générer le signal

15 aléatoire. Si plusieurs signaux aléatoires sont envisagés, la mémoire peut par exemple contenir plusieurs suites d'échantillons différentes.

La figure 10 illustre, par un synoptique, un autre exemple de réalisation possible pour la mise en oeuvre du procédé selon l'invention. Il comporte des moyens 101 de génération d'un bruit, par exemple d'un bruit

20 blanc équiprobable  $b(t)$ . Ces moyens sont par exemple constitués d'un générateur pseudo-aléatoire. La sortie de ces moyens 101 est reliée à l'entrée d'un filtre 102 qui a pour réponse impulsionnelle la fonction  $h(t)$  égale à la transformée de Fourier de la fonction  $H(f)$  qui est l'enveloppe spectrale à obtenir. Le bruit  $b(t)$  est ainsi filtré par ce filtre 102. La sortie de

25 ce dernier est reliée à l'entrée d'un élément non-linéaire 103. Cet élément comporte notamment des moyens de calcul qui appliquent au signal  $x$ , présent à son entrée, la relation (1) de façon à obtenir le signal  $y$  défini par cette relation et illustré par la figure 2. Ces moyens de calculs sont par exemple à base de processeurs de traitement du signal. L'élément non-

30 linéaire 103 comporte par exemple par ailleurs une mémoire contenant l'histogramme  $f(y)$  à obtenir ainsi qu'un ou plusieurs coefficients  $\alpha$  fonction du signal  $y(t)$  à obtenir. Enfin, il comporte des moyens de création de l'histogramme  $P(x)$  du signal d'entrée  $x(t)$ . Ces moyens sont par exemple à base de microprocesseur et de mémoire vive intégrée ou non au processeur.

35 La sortie de l'élément non-linéaire 103 est reliée à l'entrée d'un deuxième

filtre 104 de réponse impulsionnelle  $w(t)$  telle que définie relativement à la figure 3. Ce filtre comporte des moyens de calcul qui réalisent la transformée de Fourier 32 du signal  $y(t)$  présent à son entrée, puis qui calculent le module et effectuent par exemple le lissage et la normalisation du signal spectral obtenu pour délivrer le signal  $Y_2(f)$ . Les moyens de calcul du filtre 104 effectuent par ailleurs la division de  $H(f)$  par  $Y_2(f)$ ,  $H(f)$  étant l'enveloppe spectrale à obtenir pour le signal aléatoire. A cet effet, le filtre 104, comporte par exemple une mémoire qui contient cette enveloppe ainsi par exemple que le coefficient  $\beta$  permettant de définir l'amplitude du signal de sortie  $s(t)$ .

Le filtre 104 comporte par ailleurs des moyens de transformée de Fourier inverse qui sont appliqués au résultat de la division  $H(f) / Y_2(f)$  pour donner, au coefficient  $\beta$  près, le signal impulsionnel  $w(t)$ . Le signal de sortie  $s(t)$  du deuxième filtre 104 représente le signal aléatoire. Cependant, comme cela a été expliqué précédemment, des itérations des troisième et quatrième étapes du procédé selon l'invention peuvent être nécessaires pour obtenir un signal aléatoire qui réponde aux critères fixés, en ce qui concerne l'enveloppe spectrale de ce signal et l'histogramme de ses amplitudes. A cet effet, la sortie du deuxième filtre 104 est reliée à l'entrée de moyens 105 de validation du signal aléatoire généré par le dispositif selon l'invention. Des critères de validation sont pour cela mémorisés dans ces moyens 105. Tant que le signal  $s(t)$  présent en sortie du deuxième filtre 104 ne répond pas à ces critères, les moyens de validation 105 ré-acheminent le signal  $s(t)$  en entrée de l'élément non-linéaire 103. A cet effet, une sortie des moyens de validation 105 est reliée à l'entrée de l'élément non-linéaire. Lorsque le signal  $s(t)$  répond aux critères de validation, il est acheminé vers une deuxième sortie des moyens de validation 105, cette sortie délivrant le signal aléatoire. Plusieurs critères sont envisageables comme cela a été indiqué précédemment.

Si un critère retenu est le nombre de répétitions du traitement du signal à travers l'élément non-linéaire 103 et le deuxième filtre 104, les moyens de validation 105 comportent par exemple un compteur qui détermine le nombre de fois où le signal  $s(t)$  est ré-acheminé vers l'élément non-linéaire 103. Lorsque le compteur indique le nombre d'itérations déterminé, les moyens de validation 105 aiguillent le signal  $s(t)$  vers leur

deuxième sortie. L'aiguillage peut par exemple se faire au moyen de commutateurs numériques, par l'intermédiaire d'un microprocesseur ou non.

Si un critère de convergence est retenu, les moyens de validation 105 comportent par exemple un comparateur, numérique ou analogique selon les cas, qui compare l'histogramme et le spectre du signal  $s(t)$  à des histogrammes et des spectres de signaux  $s_0(t)$  de référence mémorisés. Lorsque le résultat de la comparaison est dans une fourchette prédéterminée et mémorisée qui correspond au critère de convergence, les moyens de validation 105 aiguillent le signal  $s(t)$  vers leur deuxième sortie pour délivrer le signal aléatoire.

Le dispositif selon l'invention tel que décrit relativement à la figure 10 peut par exemple être utilisé comme moyen de génération d'un signal aléatoire 54 dans les systèmes de conversion numérique-analogique relatifs aux figures 5, 7 et 8. Dans le cas d'un système de conversion analogique-numérique comme pour la figure 9, un convertisseur numérique-analogique peut être adjoint en sortie du dispositif, plus précisément en sortie des moyens de validation 105 pour fournir un signal aléatoire analogique.

Dans le cas de la création d'un signal aléatoire analogique, les différentes étapes peuvent aussi être réalisées par des moyens analogiques. En particulier, les fonctions à réaliser sont précalculées par des moyens de simulation, puis sont réalisées par des circuits analogiques à base notamment de condensateurs, d'inductances, d'amplificateurs opérationnels et de diodes, de façon classique. S'il est nécessaire de répéter plusieurs fois les étapes 3 et 4, les fonctions sont précalculées pour chacune des étapes à réaliser, par exemple pour chacune des étapes 1, 2, 3, 4, 3a, 4a telles qu'illustrées par la figure 4. Chaque fonction précalculée est alors exécutée par des circuits analogiques, dans lesquels passe successivement un signal.

Les applications de l'invention décrites précédemment concernent les domaines de la conversion numérique-analogique ou analogique-numérique. L'invention peut néanmoins s'appliquer dans de nombreux autres domaines utilisant un signal aléatoire dont on souhaite fixer à la fois l'enveloppe spectrale et l'histogramme des amplitudes. Par ailleurs, l'invention est économique et simple à mettre en oeuvre. En effet, pour une application donnée, par exemple un synthétiseur numérique, elle ne

nécessite pas ou peu de composants supplémentaires dans la mesure où toutes les fonctions de l'invention peuvent être réalisées par des circuits déjà utilisés pour l'application, tels que des processeurs standards ou de traitement du signal, des mémoires ou des interfaces. La mise en oeuvre

5 peut être alors essentiellement logicielle.

## REVENDECATIONS

1. Procédé de génération d'un signal aléatoire, caractérisé en ce qu'il comporte au moins :

- 5           - une première étape (1) de génération d'un bruit ;
- une deuxième étape (2) de filtrage du bruit pour obtenir un signal  $x(t)$  possédant une enveloppe spectrale  $H(f)$  prédéterminée ;
- une troisième étape (3) où une fonction non-linéaire  $g$  est appliquée au signal  $x(t)$  de façon à donner un signal  $y(t)$  s'approchant d'un
- 10   histogramme des amplitudes  $f(y)$  prédéterminé, la fonction  $g$  étant définie par la relation suivante :

$$y = g(x) = \alpha \int_0^x \frac{P(u)}{f(u)} du$$

- où la fonction  $P$  est l'histogramme du signal  $x(t)$  auquel s'applique la troisième étape et  $\alpha$  est un coefficient de réglage de l'amplitude
- 15   fonction de l'amplitude souhaitée pour le signal  $y(t)$  ;

- une quatrième étape (4) où un filtrage de réponse impulsionnelle  $w(t)$  est appliqué au signal  $y(t)$  pour corriger son enveloppe spectrale et obtenir un signal de sortie  $s(t)$  présentant l'enveloppe spectrale  $H(f)$  prédéterminée, la réponse impulsionnelle  $w(t)$  étant la transformée de
- 20   Fourier inverse d'une fonction  $W$  de la fréquence qui est, à une constante près  $\beta$ , la division de la fonction  $H(f)$  par le module  $Y_2(f)$  de la transformée de Fourier du signal  $y(t)$ .

- 2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que les
- 25   troisième et quatrième étapes sont appliquées plusieurs fois au signal de sortie  $s(t)$  pour affiner la convergence vers l'histogramme et l'enveloppe spectrale prédéterminés.

- 3. Procédé selon l'une quelconque des revendications
- 30   précédentes, caractérisé en ce que l'histogramme prédéterminé est rectangulaire et l'enveloppe spectrale est à bande limitée.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2, caractérisé en ce que l'histogramme prédéterminé est presque rectangulaire et l'enveloppe spectrale est à bande limitée.
- 5 5. Procédé selon la revendication 4, caractérisé en ce que les bords de l'histogramme sont à dérivées continues.
- 10 6. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que le bruit  $b(t)$  de la première étape (1) est un bruit blanc.
- 15 7. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que, dans la troisième étape (3), l'application de la fonction  $g$  est suivie et/ou précédée d'une fonction de lissage (23).
- 20 8. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que, dans la quatrième étape (4), le module  $Y_2(f)$  est normalisé.
- 25 9. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce que, dans la quatrième étape (4), un lissage est appliqué au module  $Y_2(f)$ .
- 30 10. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il comporte au moins un calculateur et une mémoire, le calculateur exécutant par simulation les étapes (1, 2, 3, 4) du procédé pour définir une suite d'échantillons possédant une enveloppe spectrale  $H(f)$  et un histogramme  $f$  prédéterminés, les échantillons étant implantés dans la mémoire.
11. Dispositif pour la mise en oeuvre du procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'il comporte :
- des moyens (101) de génération d'un bruit ;

- un filtre (102) relié à la sortie des moyens de génération de bruit, ayant pour réponse impulsionnelle la fonction  $h(t)$  égale à la transformée de Fourier de la fonction  $H(f)$  qui est l'enveloppe spectrale à obtenir ;

- un élément non-linéaire (103) relié à la sortie du filtre (102),  
5 comportant des moyens de calcul pour appliquer au signal  $x(t)$ , présent à son entrée, la fonction  $g$  définie par :

$$y = g(x) = \alpha \int_0^x \frac{P(u)}{f(u)} du$$

- l'élément non-linéaire (103) comportant en mémoire un histogramme  $f(x)$  prédéterminé et le coefficient  $\alpha$ , et comportant des moyens  
10 de calcul de l'histogramme  $P(x)$  du signal  $x(t)$  présent à son entrée ;

- un deuxième filtre (104), relié à la sortie de l'élément non-linéaire (103), de réponse impulsionnelle  $w(t)$ , ce filtre comportant des moyens de calcul (32) qui réalisent la transformée de Fourier du signal  $y(t)$  présent à son entrée, puis qui calculent le module du signal spectral obtenu  
15 pour délivrer le signal  $Y_2(f)$ , les moyens de calcul du filtre (104) effectuant par ailleurs la division de  $H(f)$  par  $Y_2(f)$ , le dispositif comportant des moyens de mémorisation de  $H(f)$  et d'un coefficient  $\beta$ , le filtre (104) comportant par ailleurs des moyens de transformée de Fourier inverse qui sont appliqués au résultat de la division  $H(f) / Y_2(f)$  pour donner, au coefficient  $\beta$  près, le signal  
20 impulsionnel  $w(t)$ , le signal de sortie  $s(t)$  du deuxième filtre (104) étant le signal aléatoire.

12. Dispositif selon la revendication 11, caractérisé en ce que la sortie du deuxième filtre (104) comporte des moyens (105) de validation du  
25 signal aléatoire  $s(t)$ , des critères de validation étant mémorisés dans ces moyens (105), et en ce que, tant que le signal  $s(t)$  présent en sortie du deuxième filtre (104) ne répond pas à ces critères, les moyens de validation (105) ré-acheminent le signal  $s(t)$  en entrée de l'élément non-linéaire (103) par une sortie reliée à l'entrée de cet élément non-linéaire.

30

13. Dispositif selon la revendication 12, caractérisé en ce que si un critère retenu est le nombre de répétitions du traitement du signal à travers l'élément non-linéaire (103) et le deuxième filtre (104), les moyens de

validation (105) comportent un compteur qui détermine le nombre de fois où le signal  $s(t)$  est ré-acheminé vers l'élément non-linéaire (103).

14. Dispositif selon la revendication 12, caractérisé en ce que si  
5 un critère de convergence est retenu, les moyens de validation (105) comportent un comparateur qui compare l'histogramme et le spectre du signal  $s(t)$  par rapport à un histogramme et un spectre de référence  $s_0(t)$  mémorisés.

10 15. Système de conversion numérique-analogique utilisant un signal aléatoire  $s(t)$  généré par le procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'un signal numérique utile, codé sur (N-1) bits, devant être converti en un signal analogique, il comporte:

- un additionneur (51), additionnant au signal utile le signal  
15 aléatoire  $s(t)$  codé sur (N-1) bits, le résultat de l'addition, codé sur N bits, étant tronqué à M bits.

16. Système selon la revendication 15, caractérisé en ce qu'il comporte en outre :

20 - en sortie du premier additionneur (51), un premier bus comportant les M bits de poids forts entrant dans un module de retard (71) ;  
- en sortie du premier additionneur (51), un deuxième bus comportant les N-M bits de poids faibles entrant dans le modulateur sigma-delta (72), le module de retard (71) compensant le retard introduit par le  
25 modulateur sigma-delta pour le traitement des N-M bits de poids faibles, la sortie du modulateur sigma-delta (72) étant additionnée à la sortie du module à retard (71) par un deuxième additionneur (73), le résultat de l'addition, codé sur M bits, étant converti en signal analogique par un convertisseur numérique-analogique (53).

30

17. Système de conversion numérique-analogique utilisant un signal aléatoire  $s(t)$  généré par le procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 9, caractérisé en ce qu'un signal numérique utile devant être converti en un signal analogique, le signal utile et le signal aléatoire

$s(t)$ , codés sur N bits, étant tronqués à M bits, il comporte deux modulateurs sigma-delta (72, 82), le bus du signal utile étant divisé en deux parties :

- un premier bus comportant les M bits de poids forts entrant dans un premier module de retard (71) ;

5                   - un deuxième bus comportant les N-M bits de poids faibles entrant dans le premier modulateur sigma-delta (72), le module de retard (71) compensant le retard introduit par le modulateur sigma-delta pour le traitement des N-M bits de poids faibles, la sortie du modulateur sigma-delta (72) étant additionnée à la sortie de module à retard (71) par un  
10 premier additionneur (73) ;

- un premier bus comportant les M bits de poids forts du signal aléatoire  $s(t)$  entrant dans un deuxième module de retard (81), le bus de ce signal étant divisé en deux parties ;

- un deuxième bus comportant les N-M bits de poids faibles du  
15 signal utile entrant dans le deuxième modulateur sigma-delta (82), le deuxième module de retard (81) compensant le retard introduit par le modulateur sigma-delta (82) pour le traitement des N-M bits de poids faibles, la sortie du deuxième modulateur sigma-delta (82) étant additionnée à la sortie du deuxième module de retard 61 par un deuxième additionneur (83) ;

20                   les résultat des additions, en sortie des premier et deuxième additionneurs (73, 83), étant additionnés par un troisième additionneur (84), le résultat de l'addition, fournie par ce dernier et codé sur M+1 bits, étant converti en un signal analogique par un convertisseur numérique-analogique (53).

25

18. Système selon l'une quelconque des revendications 15 à 17, caractérisé en ce qu'il constitue un synthétiseur numérique.

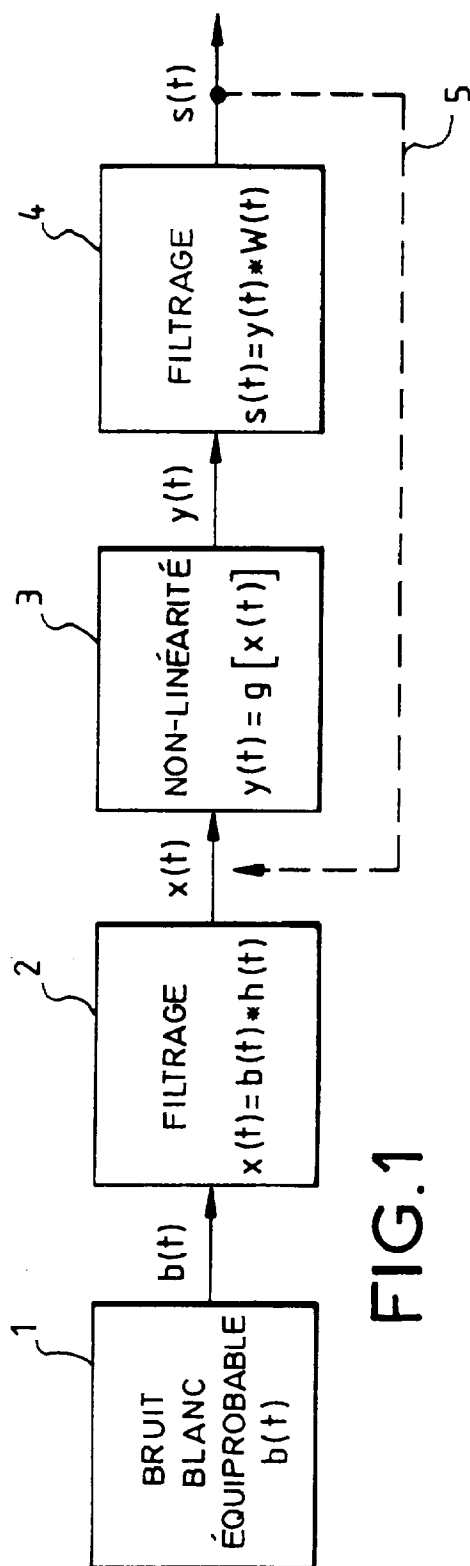


FIG. 1

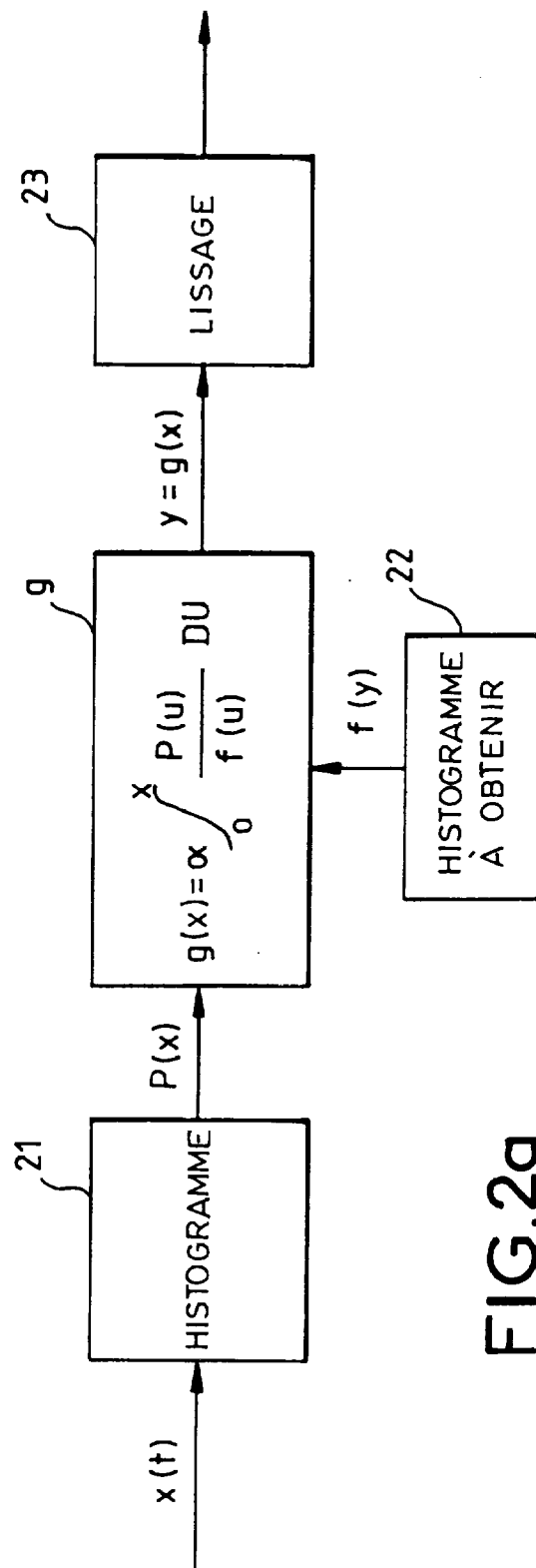


FIG. 2a

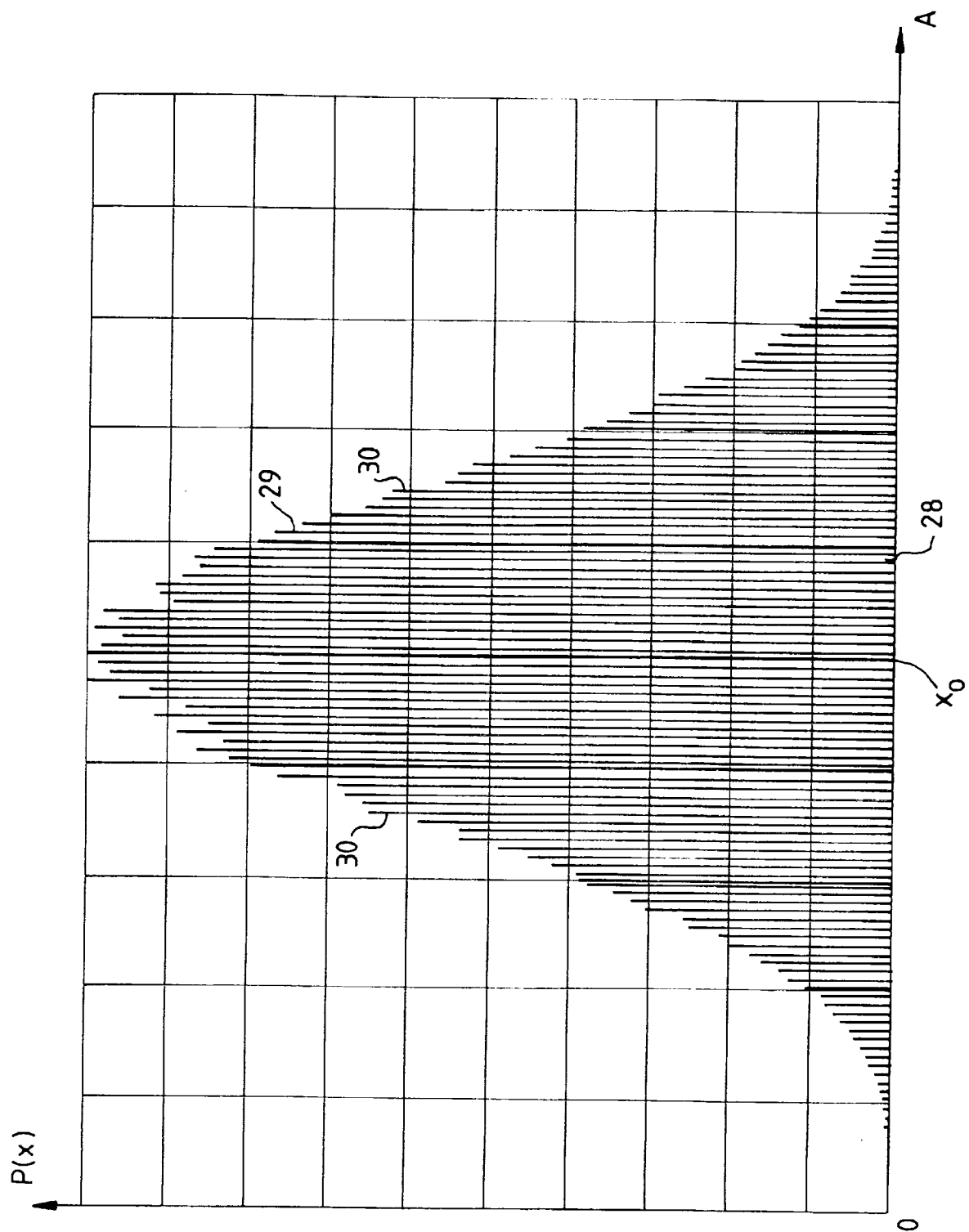


FIG. 2b

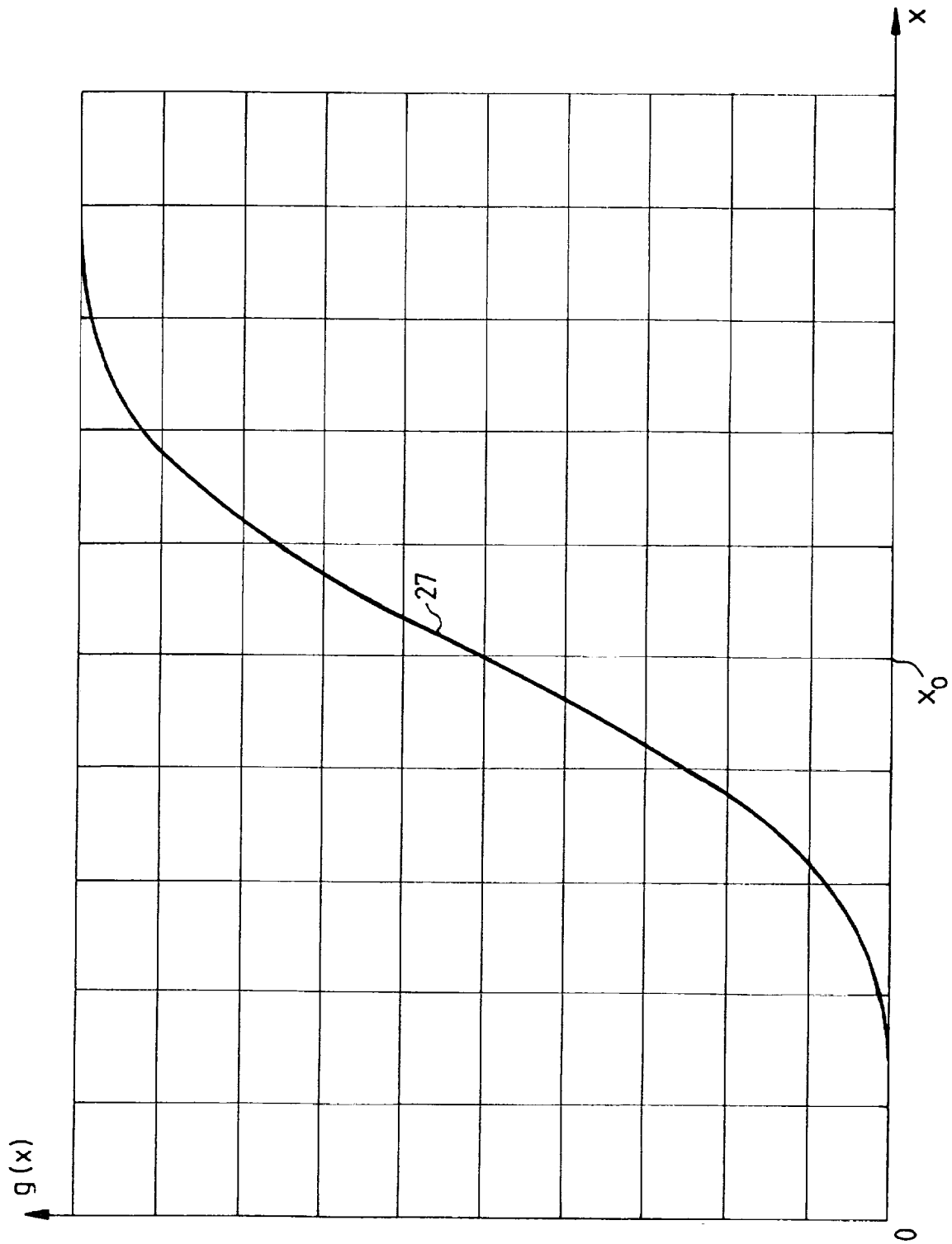
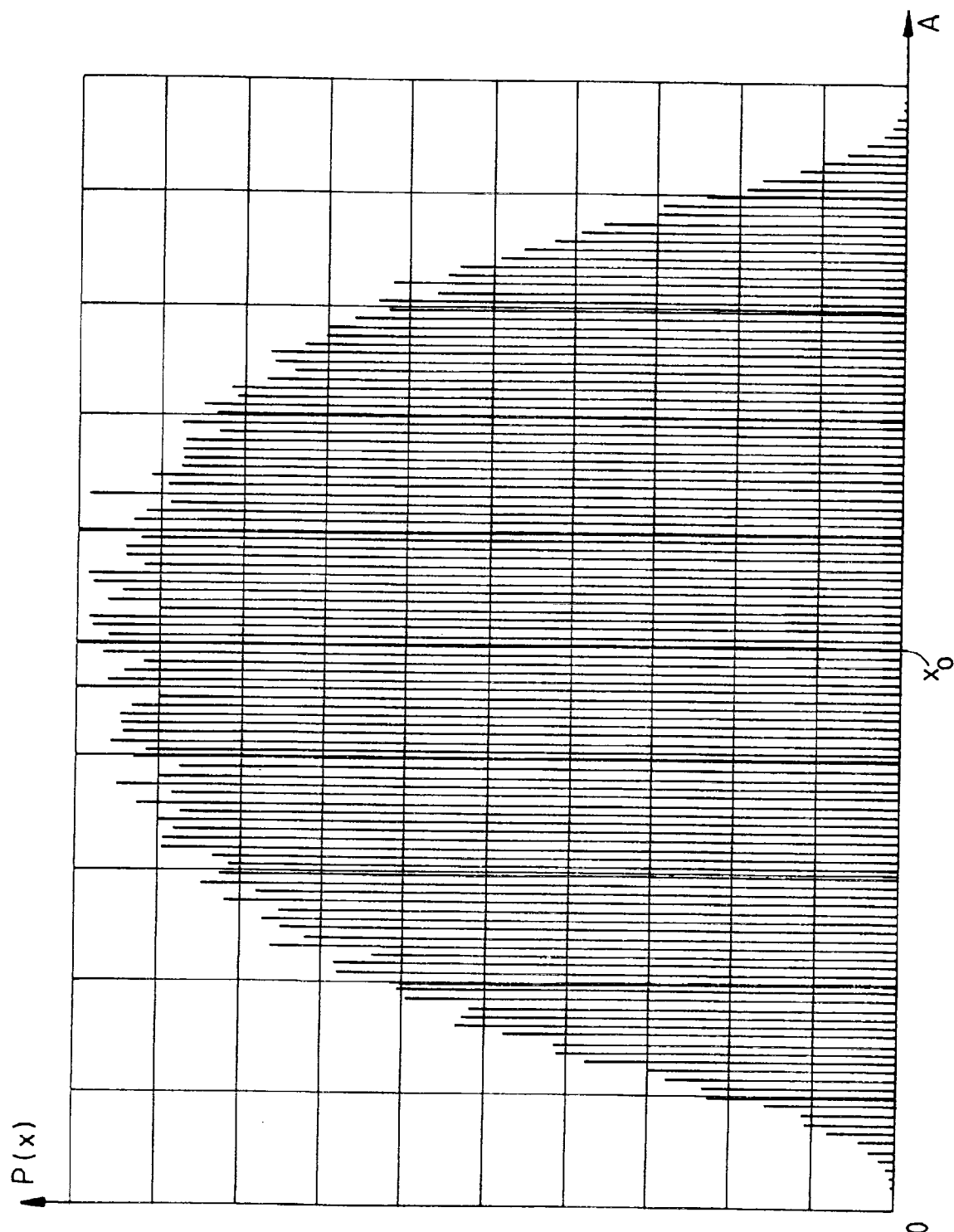


FIG. 2c

4/12

FIG. 2d<sup>0</sup>

5/12

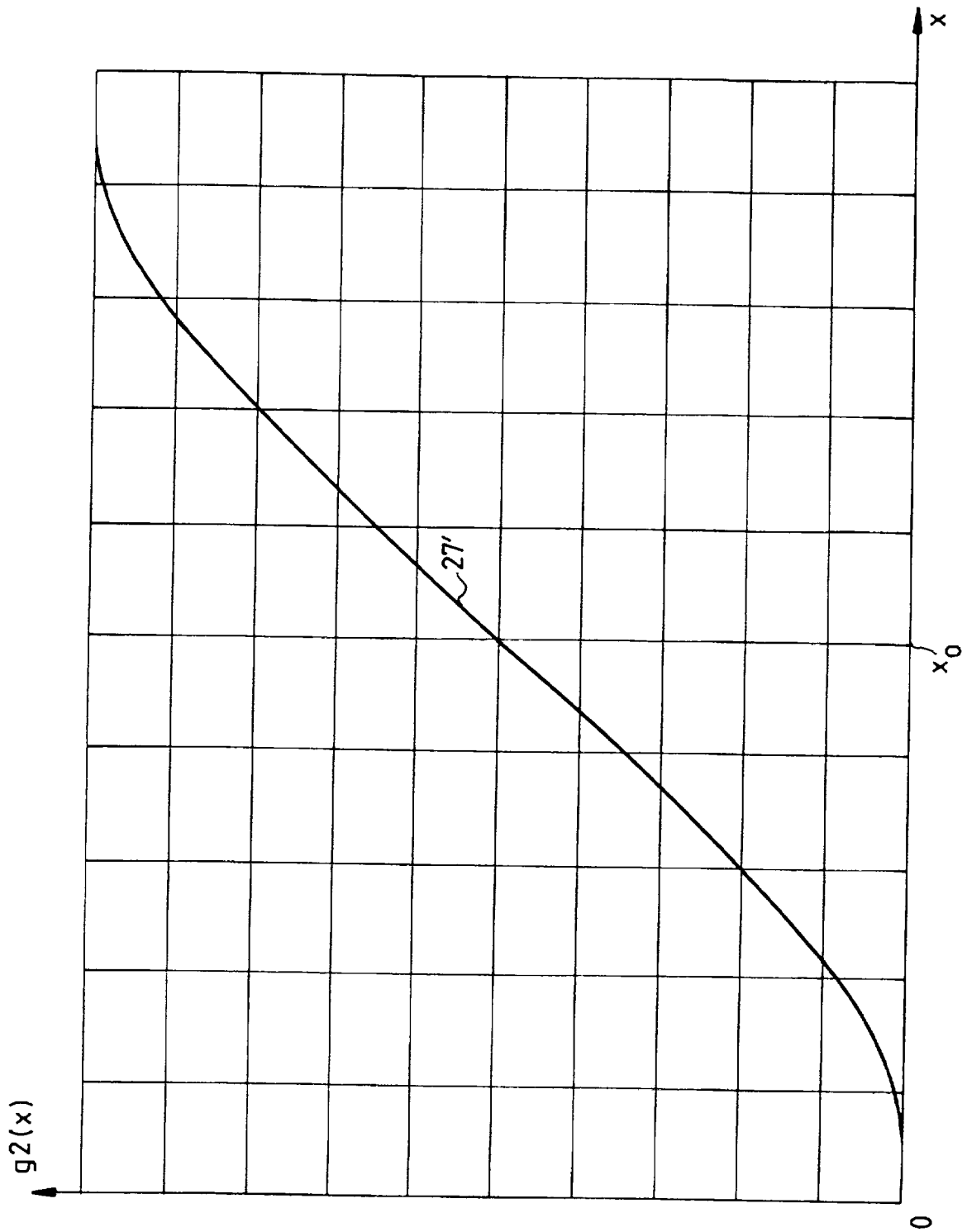


FIG.2e

6/12

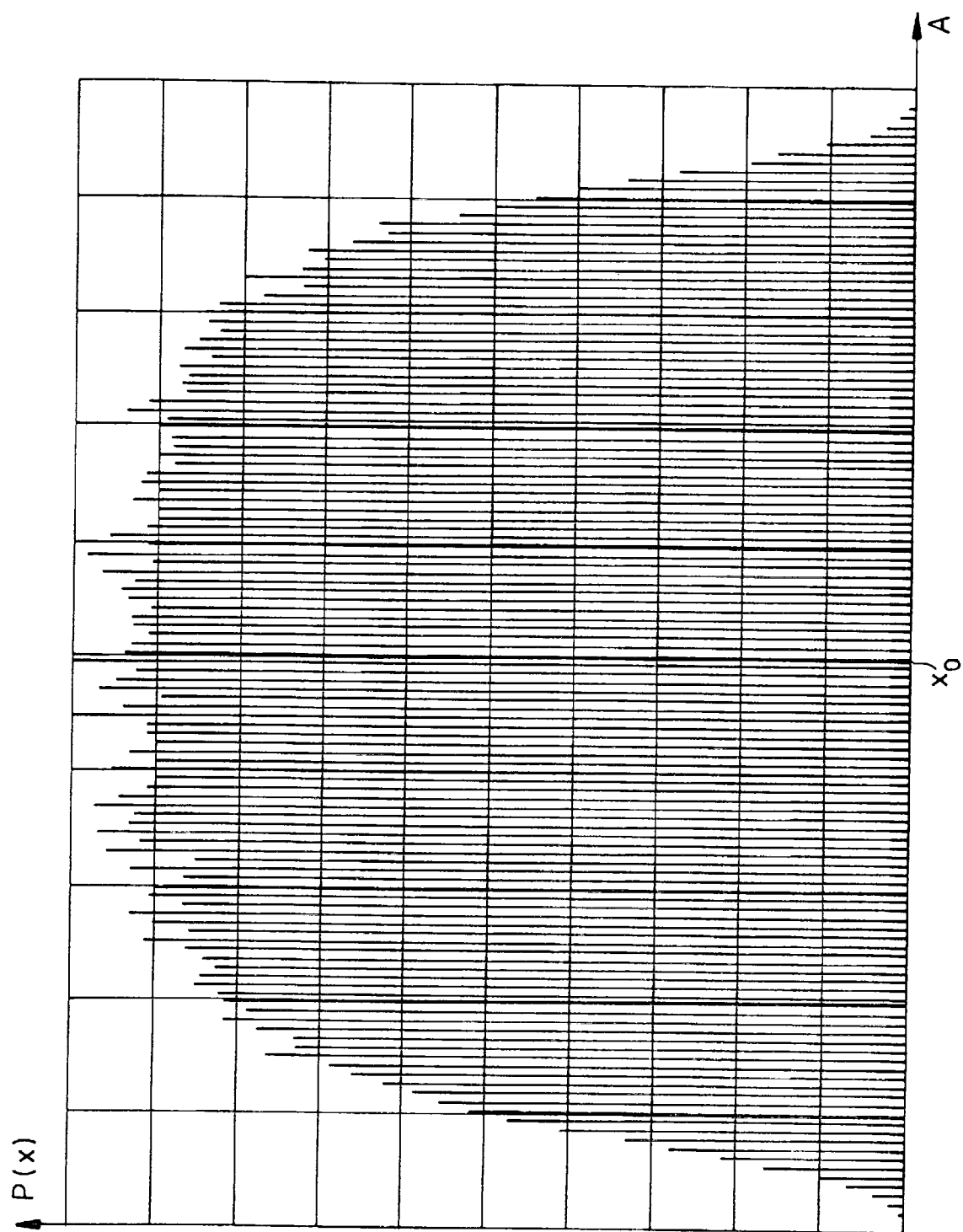


FIG. 2f 0

7/12

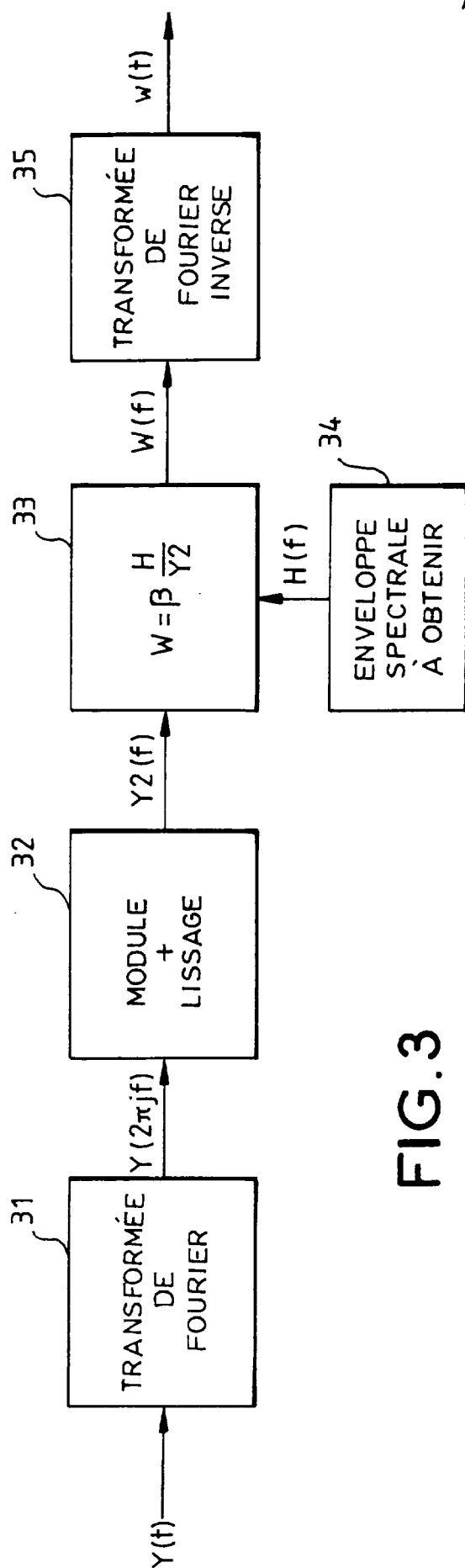


FIG. 3

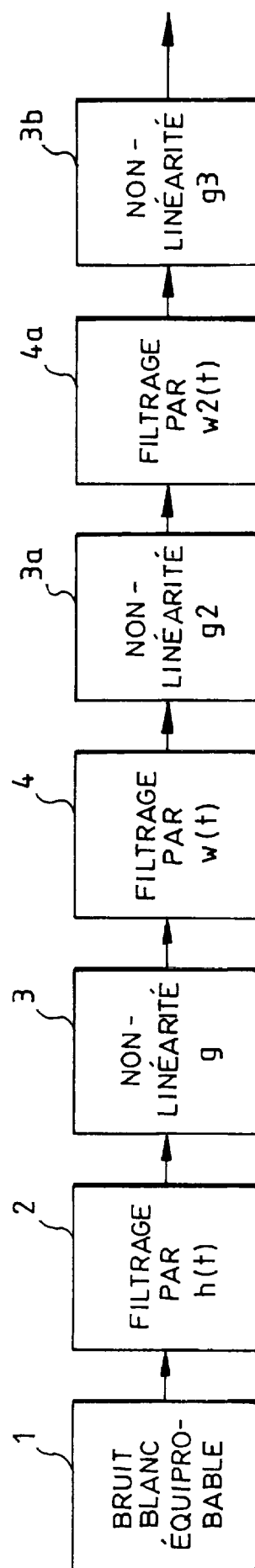


FIG. 4

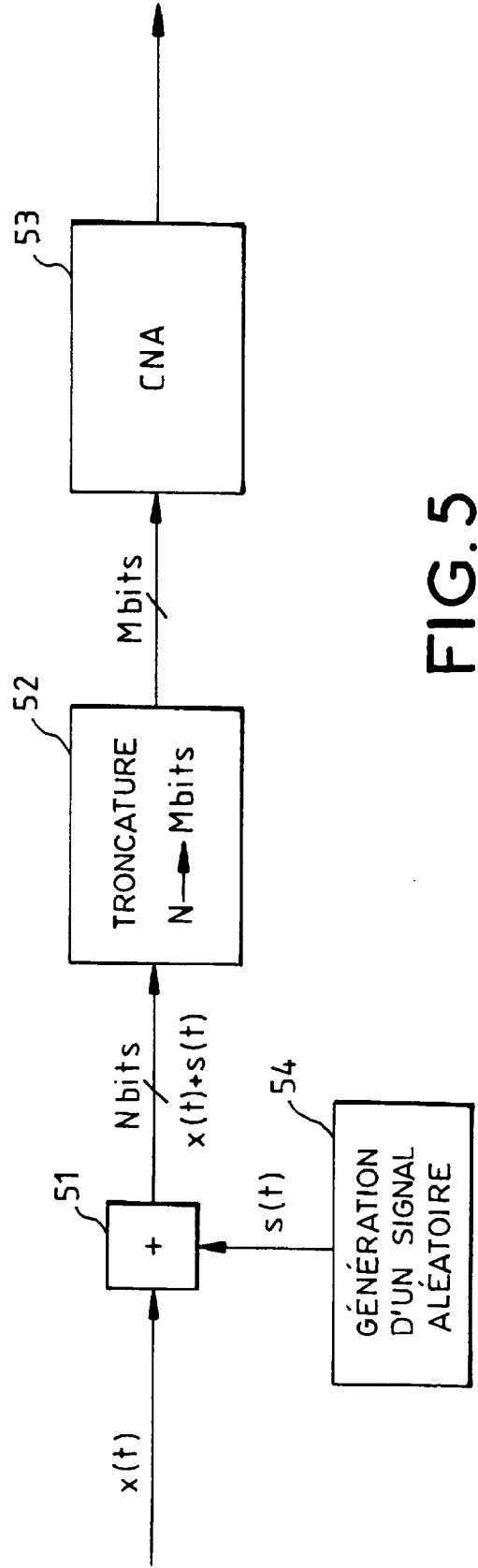


FIG. 5

9/12

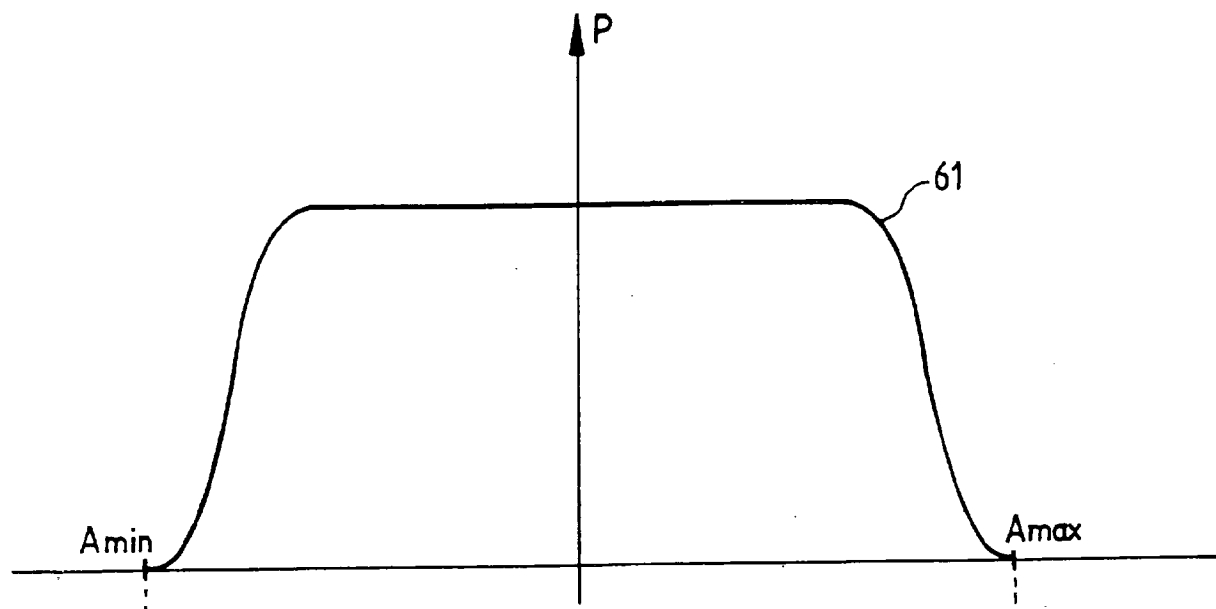


FIG. 6a

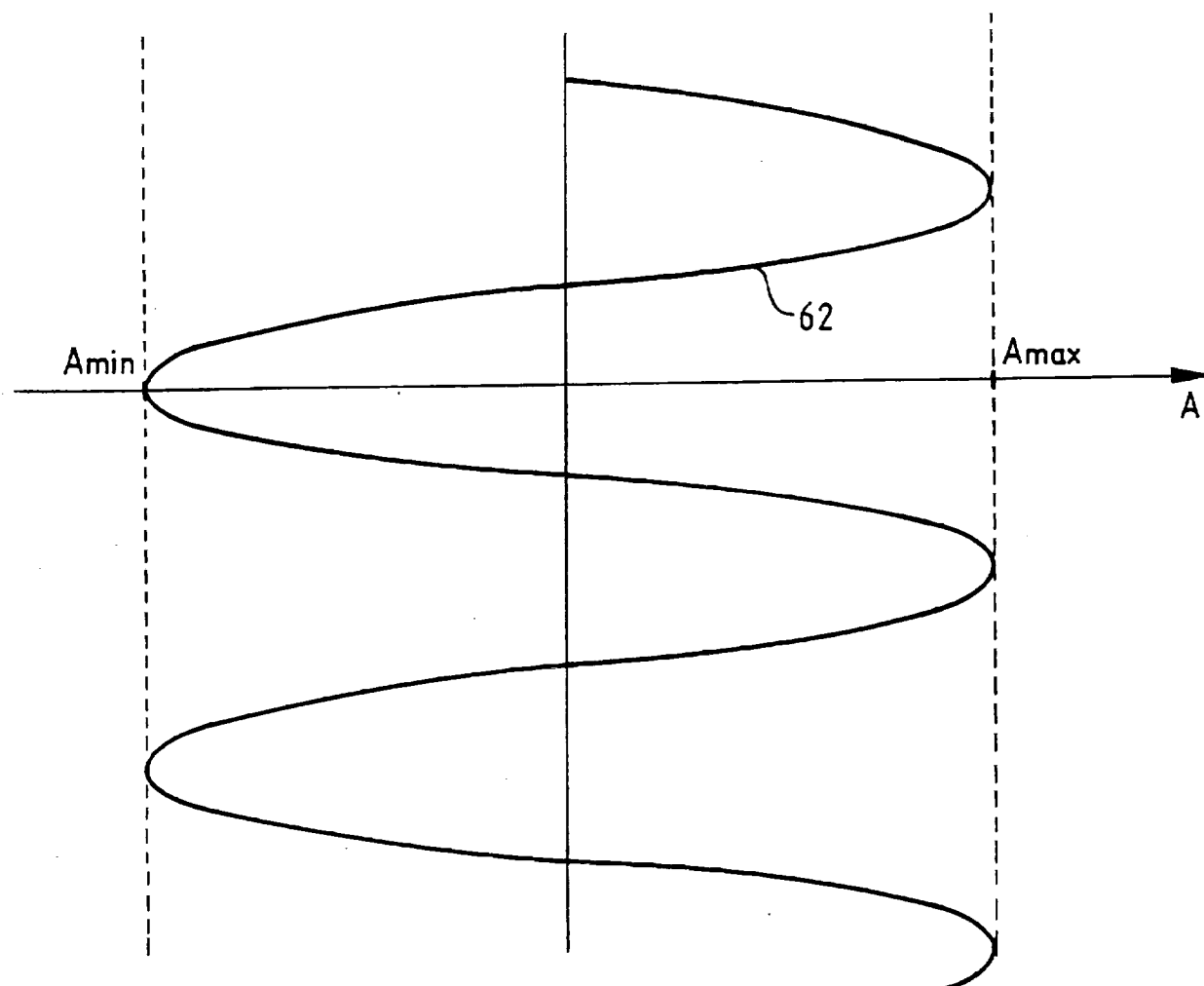


FIG. 6b

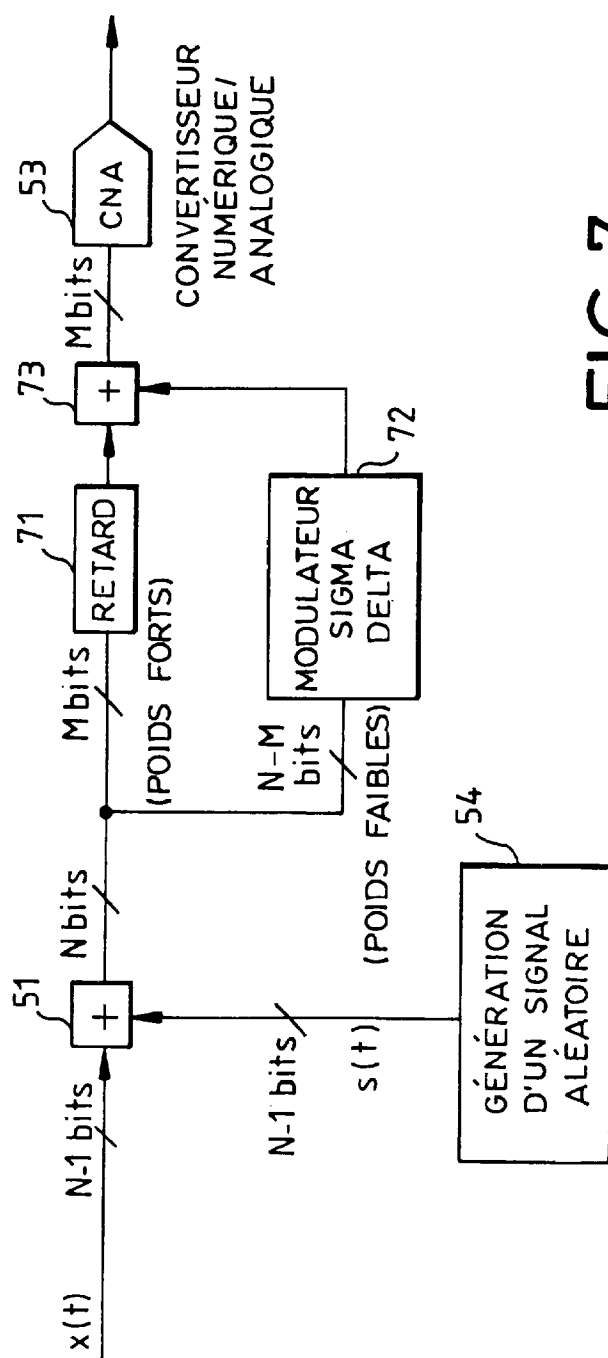


FIG. 7

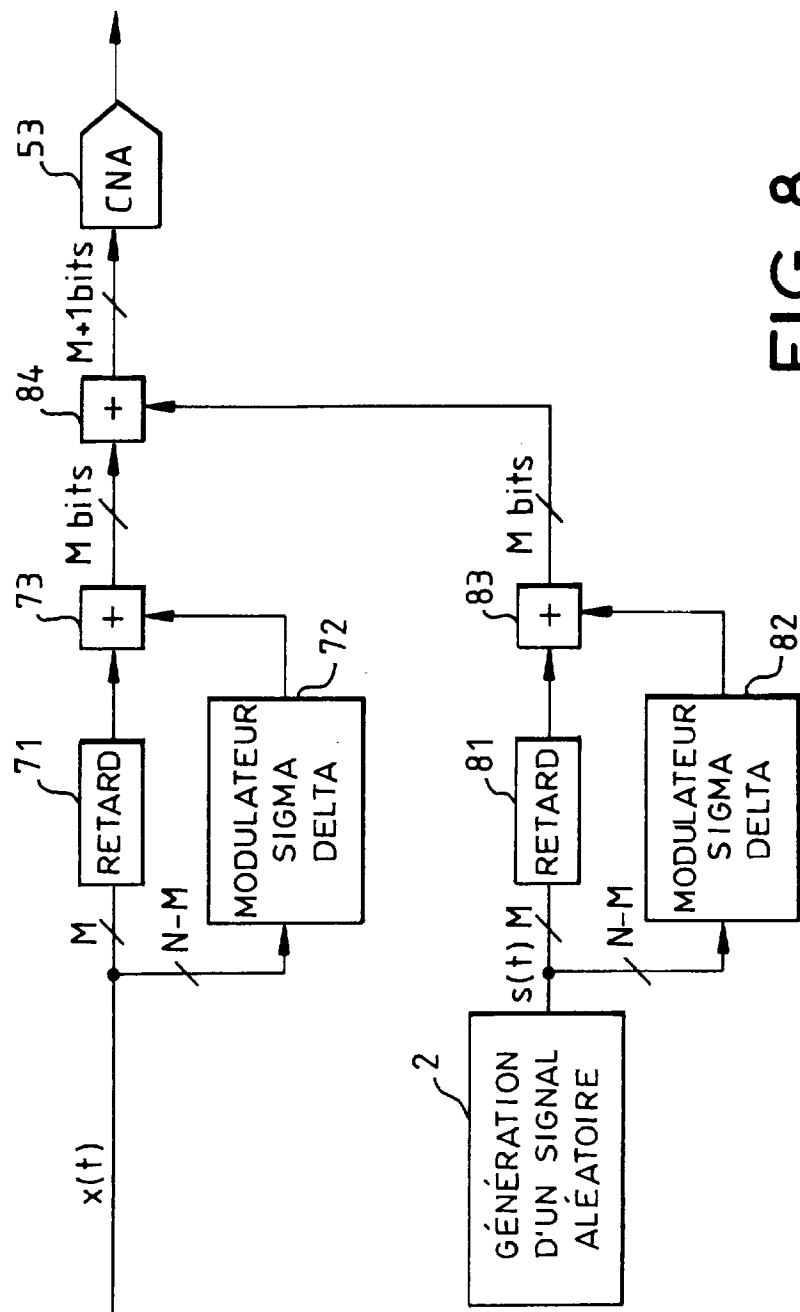


FIG. 8

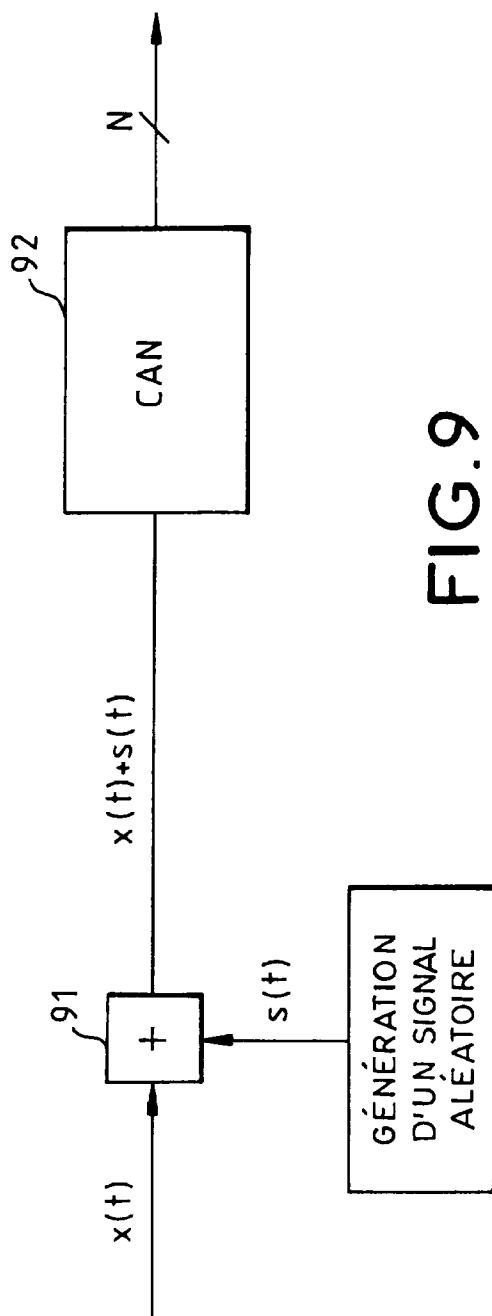


FIG. 9

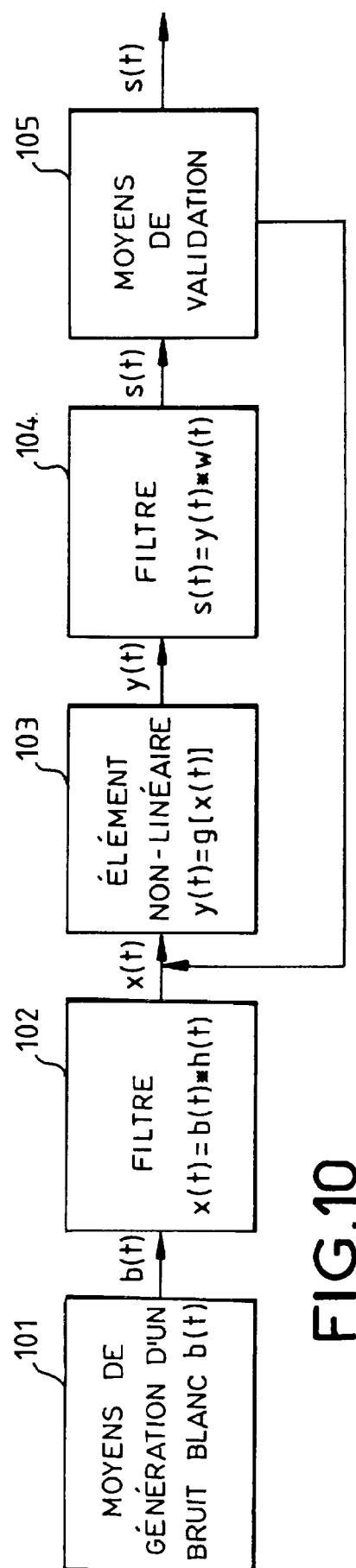


FIG. 10

INSTITUT NATIONAL  
de la  
PROPRIETE INDUSTRIELLE

**RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIRE**

établi sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement  
national

FA 569454  
FR 9811351

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 007, no. 264 (E-212), 24 novembre 1983 & JP 58 147226 A (SHIMAZU SEISAKUSHO KK), 2 septembre 1983 * abrégé *	1,10,11, 15,17
A	EP 0 225 641 A (ADVANTEST CORP) 16 juin 1987	1,10,11, 15,17
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 007, no. 090 (P-191), 14 avril 1983 & JP 58 016345 A (HITACHI DENSHI KK), 31 janvier 1983 * abrégé *	1,10,11, 15,17
A	US 3 877 022 A (LEHMAN JOSEPH L ET AL) 8 avril 1975	15,17
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		G06F H03M
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
17 juin 1999		Verhoof, P
<p><b>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</b></p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		